

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-004741

(43)Date of publication of application : 12.01.2001

(51)Int.Cl.

G01S 13/34

G01C 7/02

G01S 15/34

(21)Application number : 11-177511

(71)Applicant : ARAI IKUO

TOKIMEC JIDO KENKI:KK

TOKIMEC INC

(22)Date of filing : 23.06.1999

(72)Inventor : ARAI IKUO

OKAMURA MICHIIHIKO

KUMAZAWA MASASATO

TAKEUCHI NAOYUKI

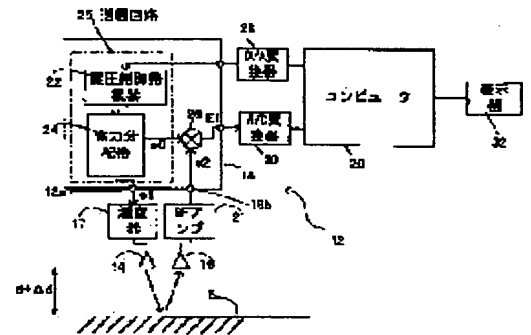
ARIMOTO TETSUYA

## (54) RELATIVE DISTANCE MEASURING APPARATUS

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a relative distance measuring apparatus which can measure time change or spatial change of an objective distance with high speed, high precision and high distance resolution, by using a radiowave like microwave or a sound wave.

**SOLUTION:** A microwave frequency-modulated in a wide band is radiated. Its receiving signal and transmitting signal are mixed. A beat signal E1 having a frequency and a phase corresponding to the microwave propagation distance is outputted from a mixer 26. Multiplications and total summations of the beat signal E1 and two orthogonal reference signals having a frequency corresponding to a specified distance are performed, respectively, and a ratio of the two total summations is obtained. From the ratio, a signal corresponding to the phase of the beat signal E1 is obtained. The time change or the spatial change of the signal corresponding to the phase is converted to the amount of time change or the amount of spatial change of an objective distance.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(11)特許出願公開番号

特開2001-4741

(P2001-4741A)

(43)公開日 平成13年1月12日(2001.1.12)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

FI

テーマト\* (参考)

G O I S 13/34

G O I S 13/34

5 J 0 7 0

G 0 1 C 7/02

G O I C 7/02

5 J 0 8 3

G O I S 15/34

G O I S 15/34

審査請求 未請求 請求項の数5 O.L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平11-177511

(22) 出願日 平成11年6月23日(1999.6.23)

(71)出願人 592004714

荒井 郁男

東京都世田谷区船橋1丁目48番31号

(71)出願人 598126748

株式会社トキメック自動建機

東京都大田区南蒲田二丁目16番46号

(71)出願人 000003388

株式会社トキメック

東京都大田区南蒲田2丁目16番46号

(72)発明者 荒井 郁男

東京都世田谷区船橋1丁目48番31号

(74) 代理人 100097250

井理士 石戸 久子 (外3名)

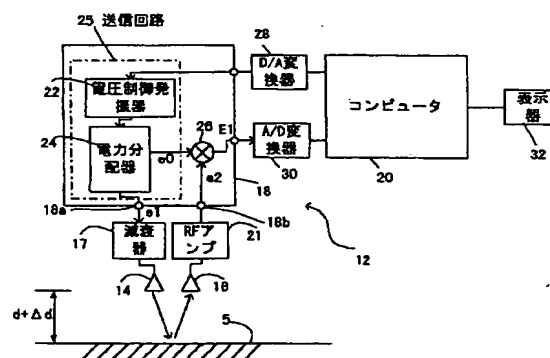
**最終頁に続く**

(54)【発明の名称】 相対距離測定装置

(57) 【要約】

【課題】 マイクロ波等の電波又は音波を用いて高速、高精度で且つ高い距離分解能对対象距離の時間的または空間的变化量を測定することができる相対距離測定装置とする。

【解決手段】 広帯域に亘って周波数変調をかけたマイクロ波を放射し、そのマイクロ波の受信信号と送信信号との混合を行い、マイクロ波伝搬距離に応じた周波数と位相を持つビート信号E1をミキサ26から出力する。ビート信号E1と、所定距離に応じた周波数を持つ直交する2つのリファレンス信号との掛算・総和をそれぞれ行い、2つの総和の比を求め、その比から、ビート信号E1の位相に対応する信号を求める。そして、この位相に対応する信号の時間的または空間的变化を対象距離の時間的変化量または空間的变化量に換算する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 測定対象となる経路に沿って100MHz以上のVHF、UHF、マイクロ波、ミリ波帯等の電波を伝搬させることにより所定距離に対して微小相対変化する対象距離の時間的変化量または空間的変化量を測定する相対距離測定装置であって、広帯域に亘って周波数変調をかけた送信信号を出力する送信回路と、測定すべき経路に沿って、前記送信信号による電波を放射する送信手段と、送信手段から放射されて前記経路を伝搬した電波を受信する受信手段と、受信手段からの受信信号と送信信号との混合を行い、その低周波成分である、電波伝搬距離に応じた周波数と位相を持つビート信号を出力する掛算手段と、前記所定距離に応じた周波数を持ち直交する2つのリファレンス信号を出力するリファレンス信号出力手段と、前記リファレンス信号出力手段からの直交する2つのリファレンス信号と、前記ビート信号との掛算・総和をそれぞれ行い、2つの総和の比を求め、その比から、ビート信号の位相に対応する信号を出力する位相出力手段と、該位相出力手段から出力された位相に対応する信号の時間的または空間的変化を対象距離の時間的変化量または空間的変化量に換算する相対距離変化量演算手段と、を備えることを特徴とする相対距離測定装置。

【請求項2】 測定対象となる経路に沿って可聴音波または超音波の音波を伝搬させることにより所定距離に対して微小相対変化する対象距離の時間的変化量または空間的変化量を測定する相対距離測定装置であって、広帯域に亘って周波数変調をかけた送信信号を出力する送信回路と、測定すべき経路に沿って、前記送信信号による音波を放射する送信手段と、送信手段から放射されて前記経路を伝搬した音波を受信する受信手段と、受信手段からの受信信号と送信信号との混合を行い、その低周波成分である、音波伝搬距離に応じた周波数と位相を持つビート信号を出力する掛算手段と、前記所定距離に応じた周波数を持ち直交する2つのリファレンス信号を出力するリファレンス信号出力手段と、前記リファレンス信号出力手段からの直交する2つのリファレンス信号と、前記ビート信号との掛算・総和をそれぞれ行い、2つの総和の比を求め、その比から、ビート信号の位相に対応する信号を出力する位相出力手段と、該位相出力手段から出力された位相に対応する信号の時間的または空間的変化を対象距離の時間的変化量または空間的変化量に換算する相対距離変化量演算手段と、を備えることを特徴とする相対距離測定装置。

【請求項3】 前記掛算手段からのビート信号の単位時間当たりの波数の変化又は周波数の変化を検出する波数変化量検出手段をさらに備え、前記相対距離変化量演算手段は、該波数変化量検出手段で検出された波数または周波数変化量から、既知である前記位相が所定角度 $\theta$ 変化したときの波数または周波数変化量に基づいて、何回所定角度 $\theta$ を越えて変化したかを算出し、 $n$ 回（ $n$ は整数）所定角度 $\theta$ を越えて変化したことが算出されたときに、前記位相に $n \cdot \theta$ 加算した位相を求め、該加算した位相に対応する信号の時間的または空間的変化量から前記測定距離の時間的または空間的変化量に換算することを特徴とする請求項1または2記載の相対距離測定装置。

【請求項4】 前記掛算手段と位相出力手段との間に、前記所定距離に応じた周波数を中心周波数として、前記掛算手段からのビート信号を濾波する狭帯域通過フィルタをさらに備える請求項1ないし3のいずれか1項に記載の相対距離測定装置。

【請求項5】 前記送信手段は路面に向けて放射するものであり、前記受信手段は路面からの反射波を受信するものであり、対象距離の空間的変化量を演算することにより路面の平坦度を測定する請求項1ないし4のいずれか1項に記載の相対距離測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、測定対象となる経路に沿って100MHz以上のVHF、UHF、マイクロ波、ミリ波帯等の電波または可聴音波若しくは超音波の音波を伝搬させることにより所定距離に対して微小相対変化する対象距離の時間的変化量または空間的変化量を測定する装置に関し、例えば、車両の走行時における乗り心地や交通振動に影響する舗装路面の平坦度を非接触に測定する路面形状測定装置に適用することができる相対距離測定装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 以下、従来の相対距離測定装置について、例えば、舗装路面の平坦度を測定する場合を例にとって説明する。従来、かかる平坦度を測定する装置としては、接触式と非接触式の2種類の装置があり、接触式としては、図13に示したように、車輪で支えられた3mの直線定規10の中央から測定車輪2を出し、この測定車輪2を路面5に接触させることにより、路面の凹凸を測定する3mプロファイルメータが実用化されている。一方、非接触式としては、図14に示したように、3m直線定規の中央にレーザ光Lを利用した検出部3を装着し、レーザ光Lで路面5を照射したときの反射光の反射角度が路面5の凹凸に対応する関係を用いて路面5までの距離、即ち、路面5の平坦度を測定するレーザプロファイラ（例えば特公平5-644号公報、特公平5-43249号公報）が実用化されている。

#### 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、かかる従来の接触式装置では、測定車輪2が路面5に接触しているため、車輪の摩耗やスリップによる誤差の発生などの課題がある。

【0004】一方の非接触式装置では、レーザ光Lを用いて測定するため、上記接触式装置の課題は解決しているが、レーザ光源から路面を反射して光センサに到達するまでの距離を三角法によって求めているため、光軸がずれると、誤差が大きくなり、その調整が困難であるという課題がある。さらには、レーザ光Lのビーム幅が極めて狭く、反射体である路面の孔や微小な凹凸に鋭敏に影響を受けるため、データの平均化処理が必要となり、高速な測定が困難になるという課題がある。特に、良好な排水性の特徴を持つ多孔性のアスファルト舗装道路においては、路面の孔が比較的大きいために照射したレーザ光の反射光が安定に受光できないという課題がある。

【0005】本発明は上記課題に鑑みなされたもので、請求項1ないし請求項5記載の発明は、マイクロ波等の電波または音波を用いて高速、高精度で且つ高い距離分解能で対象距離の時間的または空間的变化量を測定することができる相対距離測定装置を提供することをその目的とする。

#### 【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本発明は、測定対象となる経路に沿って100MHz以上のVHF、UHF、マイクロ波、ミリ波帯等の電波を伝搬させることにより所定距離に対して微小相対変化する対象距離の時間的変化量または空間的变化量を測定する相対距離測定装置であって、広帯域に亘って周波数変調をかけた送信信号を出力する送信回路と、測定すべき経路に沿って、前記送信信号による電波を放射する送信手段と、送信手段から放射されて前記経路を伝搬した電波を受信する受信手段と、受信手段からの受信信号と送信信号との混合を行い、その低周波成分である、電波伝搬距離に応じた周波数と位相を持つビート信号を出力する掛算手段と、前記所定距離に応じた周波数を持ち直交する2つのリファレンス信号を出力するリファレンス信号出力手段と、前記リファレンス信号出力手段からの直交する2つのリファレンス信号と、前記ビート信号との掛算・総和をそれぞれ行い、2つの総和の比を求め、その比から、ビート信号の位相に対応する信号を出力する位相出力手段と、該位相出力手段から出力された位相に対応する信号の時間的または空間的变化を対象距離の時間的変化量または空間的变化量に換算する相対距離変化量演算手段と、を備える。

【0007】または、本発明の相対距離測定装置は、測定対象となる経路に沿って可聴音波または超音波の音波を伝搬させることにより所定距離に対して微小相対変化する対象距離の時間的変化量または空間的变化量を測定

する相対距離測定装置であって、広帯域に亘って周波数変調をかけた送信信号を出力する送信回路と、測定すべき経路に沿って、前記送信信号による音波を放射する送信手段と、送信手段から放射されて前記経路を伝搬した音波を受信する受信手段と、受信手段からの受信信号と送信信号との混合を行い、その低周波成分である、音波伝搬距離に応じた周波数と位相を持つビート信号を出力する掛算手段と、前記所定距離に応じた周波数を持ち直交する2つのリファレンス信号を出力するリファレンス信号出力手段と、前記リファレンス信号出力手段からの直交する2つのリファレンス信号と、前記ビート信号との掛算・総和をそれぞれ行い、2つの総和の比を求め、その比から、ビート信号の位相に対応する信号を出力する位相出力手段と、該位相出力手段から出力された位相に対応する信号の時間的または空間的变化を対象距離の時間的変化量または空間的变化量に換算する相対距離変化量演算手段と、を備える。

【0008】マイクロ波等の電波や音波を用いると、そのビーム幅が適度に広いため、反射体の孔や微小な凹凸の分布に影響されることがなく、平均的な距離を表す信号を安定に得ることができる。そのため、平均化処理を別途に行う必要がなく、高速測定を行うことができる。

【0009】また、前記掛算手段からのビート信号の単位時間当たりの波数の変化または周波数の変化を検出する波数変化量検出手段をさらに備え、前記相対距離変化量演算手段は、該波数変化量検出手段で検出された波数または周波数変化量から、既知である前記位相が所定角度 $\theta$ 変化したときの波数または周波数変化量に基づいて、何回所定角度 $\theta$ を越えて変化したかを算出し、 $n$ 回（ $n$ は整数）所定角度 $\theta$ を越えて変化したことが算出されたときに、前記位相に $n \cdot \theta$ 加算した位相を求め、該加算した位相に対応する信号の時間的または空間的变化量から前記測定距離の時間的または空間的变化量に換算することができる。ビート信号の位相変化量から距離の変化量に換算する場合に、位相変化量は最大でも $-\pi$ から $\pi$ までの範囲の変化しか捉えることができないが、所定角度 $\theta$ （例えば $\theta = \pi$ ）を越えた場合にそれを何回（ $n$ 回）越えたかを、ビート信号の波数の変化または周波数の変化から検出することにより、 $2\pi$ 以上の位相変化量を求めることができる。

【0010】また、前記掛算手段と位相出力手段との間に、前記所定距離に応じた周波数を中心周波数として、前記掛算手段からのビート信号を濾波する狭帯域通過フィルタを備えることとすると良い。所定距離に応じた周波数が固定化できるため、その周波数を中心周波数とする狭帯域通過フィルタを用いてビート信号を濾波することができる。これにより、測定すべき空間以外の周囲の反射体からの反射波の影響を受けることなく、距離分解能を高めることができる。

【0011】前記送信手段は、路面に向けてマイクロ波

等の電波または音波を放射するものであり、前記受信手段は、路面からの反射波を受信するものであり、対象距離の空間的変化量を演算することにより路面の平坦度を測定するものとするができる。

【0012】

【発明の実施の形態】以下、図面を用いて本発明の実施の形態を説明する。図1は、本発明に係る相対距離測定装置の実施形態を表す概略図である。図において、8輪の支持車輪を持った3mの直線定規10の中央に、測定部12が取り付けられている。測定部12には、送信アンテナ14及び受信アンテナ16が接続されており、送信アンテナ14から路面5に向けてマイクロ波が放射され、路面5から反射した信号を受信アンテナ16で受信するようになっている。ここで、車輪によって装置を路面5上で移動させながら、測定部12は、後述のように広帯域に亘って周波数変調をかけた送信信号（以下、FM-CW信号という）を送信アンテナ14に送出し、このFM-CW信号を用いて、受信アンテナ16からの受信信号の位相変化を検出することにより、路面5の平坦度、言い換えれば、路面の空間的変化を検出するものである。

【0013】図2に、送信アンテナ14、受信アンテナ16及び測定部12の詳細ブロック図を示す。測定部12は、大別して、減衰器17、FM-CWモジュール18、コンピュータ20、RFアンプ21、D/A変換器28、A/D変換器30とを備えており、さらにFM-CWモジュール18は、電圧制御発振器22、及び電力分配器24で構成される送信回路25と、ミキサ26（掛算手段）とで構成される。電力分配器24は減衰器1

とおけば、受信信号e2は $e1 = \cos 2\pi ft$

【0016】

と表される。尚、aは受信信号 $e1 = \cos 2\pi f(t - \tau)$  FM-CWモジュール18の出力端18aを出て入力端18bに戻るまでの遅延時間である。遅延時間 $\tau$ は、送信アンテナ14、受信アンテナ16と路面5との間の距離をdと

$$\tau = \tau_1 + \tau_0 = \frac{2d}{c} + \tau_0$$

と表される。よって、(2)式は、

【0018】

$$e2 = a \cdot \cos 2\pi f(t - \frac{2d}{c} - \tau_0)$$

となる。よって、ミキサ26では、(4)式の入力信号e2と基準信号e0とが掛け合わされるので、 $e0 = e1$ に設定すれば、ミキサ26からの出力は、(1)式と

7に接続され、さらに減衰器17が送信アンテナ14に接続されており、受信アンテナ16はRFアンプ21に接続され、さらにRFアンプ21がミキサ26に接続されている。コンピュータ20に接続されたD/A変換器28は、電圧制御発振器22に接続され、また、ミキサ26に接続されたA/D変換器30はコンピュータ20に接続されている。さらに、コンピュータ20には表示器32が接続されている。

【0014】以下に、上記構成による作用を説明する。まず、コンピュータ20からデジタル信号である電圧信号が出力されると、この電圧信号がD/A変換器28でアナログ信号に変換される。この出力された制御電圧E0が電圧制御発振器22に加えられると、電圧制御発振器22では、この制御電圧E0に応じて周波数変調されたFM-CW信号を発生する。図4は、この制御電圧E0の波形例を示しており、3msの間に制御電圧E0を2V～8V変化させると、これに応じて電圧制御発振器22はその周波数fが $f = 9.25 \text{ GHz} \sim 10.75 \text{ GHz}$ だけ掃引されたFM-CW信号を出力するようになっている。この信号は電力分配器24で基準信号e0と送信信号e1の2波に分波され、送信信号e1は減衰器17で適切な送信レベルに調整された後、送信アンテナ14からマイクロ波になり路面5に向けて放射される。路面5で反射した信号は受信アンテナ16で受信され、RFアンプ21により増幅されて、受信信号e2として、ミキサ26に入力される。ここで、送信信号e1を、

【0015】

【数1】

【数2】 (1)

し、そのdを往復する遅延時間を $\tau_1$ 、回路内の固定遅延時間を $\tau_0$ 、光速をcとすると、

【0017】

【数3】

【数4】

(4)式から、

【0019】

【数5】

$$e_2 \times e_0 = e_2 \times e_1$$

$$= a \cdot \cos 2\pi f \left( t - \frac{2d}{c} - \tau_0 \right) \times \cos 2\pi f t$$

$$= \frac{a}{2} \{ [2f \text{ の項}] + \cos 2\pi f \left( \frac{2d}{c} + \tau_0 \right) \} \quad (5)$$

となるが、ミキサ 26 からのビート信号 E1 として低周波成分を取り出すと、第 1 項は無視でき、  
【0020】  
【数 6】

$$E1 = \frac{a}{2} \cdot \cos 2\pi f \left( \frac{2d}{c} + \tau_0 \right) \quad (6)$$

が得られる。ここで、送信周波数  $f$  は、図 4 のように制御電圧  $E_0$  が掃引されていれば、

【0021】  
【数 7】

$$f = \frac{B}{T} t + f_0 \quad (7)$$

と表すことができる。尚、ここで  $B$  は周波数掃引幅、 $T$  は周波数掃引時間、 $f_0$  は中心周波数である。(7) 式を(6)式に代入して整理すれば、

【0022】  
【数 8】

$$\left( -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \right)$$

$$E1 = \frac{a}{2} \cos \left\{ 2\pi f_0 t + \frac{4\pi}{\lambda} d + 2\pi f_0 \tau_0 \right\} \quad (8)$$

となる。ここで、  
【0023】

【数 9】

$$f_b = \frac{B}{T} \left( \frac{2d}{c} + \tau_0 \right)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_0} \quad (9)$$

であり、 $f_b$  はビート周波数、 $\lambda$  はマイクロ波の波長である。

【0024】なお、(8) 式における固定位相項  $2\pi f_0 \tau_0$  は、一般性を失うことなく、 $2n\pi$  ( $n$  は整数) と

おけるので、  
【0025】  
【数 10】

$$E1 = \frac{a}{2} \cdot \cos \left\{ 2\pi f_b t + \frac{4\pi}{\lambda} d \right\} \quad (10)$$

と表すことができる。

【0026】(10) 式は送信信号  $e_1$  と受信信号  $e_2$  とを混合して得られる低周波成分であるビート信号とみなすことができ、その位相は送信アンテナ 14、受信アンテナ 16 と路面 5 との距離  $d$  の変化量  $\Delta d$  がマイクロ波の半波長 ( $\lambda/2$ ) を越える毎に  $2\pi$ 、すなわち 360 度変化することが分かる。

【0027】ここで、具体例として周波数掃引時間  $T = 3 \text{ ms}$ 、周波数掃引幅  $B = 1.5 \text{ GHz}$ 、中心周波数  $f_0 = 10 \text{ GHz}$  とし、 $d = 15 \text{ cm}$ 、回路内の固定遅延時間  $\tau_0 = 2 \text{ ns}$  に設定すると、ビート周波数  $f_b$  及び波長  $\lambda$  は(9) 式より、

【0028】  
【数 11】

$$f_b = 1.5 \text{ kHz}$$

$$\lambda = 3 \text{ cm}$$

$$(11)$$

となる。また、(10)式のビート信号の位相は距離dが、

【0029】  
【数12】

だけ変化すれば、360度変化することとなる。従って、(10)式のビート信号E1の位相変化を測定すれば、d=15cmからの変化量Δd、即ち、路面5の平坦度が測定できることになる。尚、ビート周波数f<sub>b</sub>もdの関数であるが、dの変化量Δdが半波長程度であれば、ビート周波数f<sub>b</sub>の変化は無視できるものと考えて、ビート周波数f<sub>b</sub>は一定としている。

【0030】FM-CWモジュール18から出力されたビート信号E1は、A/D変換器30を通してコンピュータ20に取り込まれる。図5は、FM-CWモジュール18から出力されたビート信号E1の波形である。T=3msの間の波数は、4.5個となっている。コンピュータ20では、図3に示す機能ブロック図の構成により、ビート信号E1の位相変化を算出し、距離dの変化量Δdを求める。

【0031】以下、コンピュータ20内での処理手順について説明する。この例では、図3における信号処理は

$$AD[m] = (a/2) \cdot \cos\{2\pi f_b m \Delta t + (4\pi/\lambda)d\}$$

(m=0,1,2,...)

で表されるAD信号に変換される。この信号の周波数はf<sub>b</sub>=1.5kHzであるので、このビート周波数f<sub>b</sub>を中心周波数とする帯域通過フィルタ(BPF)42に、上記AD信号を通すものとする。雑音や路面5以外の反射体によるビート信号は除去されて、測定精度が向上する。ビート周波数f<sub>b</sub>は、d=15cmが固定であるため、(d=15cmで一定)、帯域通過フィルタ(BPF)42は、狭帯域フィルタを使用することができる。

【0035】図6は、この帯域通過フィルタ42を通過したビート信号波形である。入力直後にフィルタの影響が残るが、0.5ms以降は定常状態に落ち着き、(13)式の波形が得られる。そこで、今後は、図6において、きれいな波形となる0.5ms以降の3波を用いて、処理を行うこととする。(13)式の位相項から距

すべてコンピュータ20内でデジタル処理により行っている。勿論、A/D変換器30でA/D変換してコンピュータ20で処理する代わりに、アナログ処理で行うことも可能である。

【0032】コンピュータ20は、その機能により、帯域通過フィルタ(BPF)42、リファレンス波形出力部48、位相出力部49、相対距離変化量演算部56、波数変化量検出部58とに分けることができる。また、位相出力部49はさらに、掛算部44、46、加算部50、52、割算部54に分けることができる。

【0033】以下、その作用を説明する。まず、ビート信号E1は、A/D変換器30においてサンプリング間隔であるΔtでA/D変換されるものとする。コンピュータ20に取り込まれたビート信号E1は、

【0034】  
【数13】

(13)

離dの変化量Δdを測定するために、まず、m=0~Nで3波を持ち、互いに直交する2つの信号、

【0036】  
【数14】

$$\text{RefSin}[m] = \sin(2\pi \cdot 3 \cdot m/N) \quad (14)$$

$$\text{RefCos}[m] = \cos(2\pi \cdot 3 \cdot m/N) \quad (15)$$

をリファレンス波形としてリファレンス波形出力部48に予め用意しておく。このリファレンス波形はテーブルとしてメモリに格納しておくこととしても良いが、その都度、演算して出力することとしてもよい。図3のように、掛算部44、46で(13)式と掛算すると、それらの出力は次式のようになる。

【0037】  
【数15】

$$\text{RefSin}[m] \times AD[m]$$

$$= (a/2) \sin(2\pi \cdot 3 \cdot m/N) \cdot \cos\{2\pi f_b m \Delta t + (4\pi/\lambda)d\}$$

$$= (a/4) [\sin\{2\pi m(f_b \Delta t + 3/N) + (4\pi/\lambda)d\} -$$

$$\sin\{2\pi m(f_b \Delta t - 3/N) + (4\pi/\lambda)d\}] \quad (16)$$

$$\text{RefCos}[m] \times AD[m]$$

$$= (a/2) \cos(2\pi \cdot 3 \cdot m/N) \cdot \cos\{2\pi f_b m \Delta t + (4\pi/\lambda)d\}$$

$$= (a/4) [\cos\{2\pi m(f_b \Delta t + 3/N) + (4\pi/\lambda)d\} +$$

$$\cos\{2\pi m(f_b \Delta t - 3/N) + (4\pi/\lambda)d\}] \quad (17)$$



ここで、  
【0038】  
【数16】

になるように、 $f_0 = \frac{1}{\Delta t} = \frac{3}{N}$ と置き換えれば、リファレンス波の周波

数が(13)式のビート周波数 $f_0$ となるように、 $\Delta t$ を選べば、(16)式、(17)式は次式のようにになる。  
【0039】  
【数17】

$$\text{RefSin}[m] \times \text{AD}[m] = \frac{a}{4} \left\{ \sin \left( 12\pi \frac{m}{N} + 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) - \sin \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \right\} \quad (19)$$

$$\text{RefCos}[m] \times \text{AD}[m] = \frac{a}{4} \left\{ \cos \left( 12\pi \frac{m}{N} + 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) + \cos \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \right\} \quad (20)$$

図7は、リファレンス波形出力部48の2つのリファレンス波形を描いたもので、それぞれ2msの間に3波入る波形である。また、掛算部44、46の出力は、(19)式、(20)式で表されるから、リファレンス波形が存在する2msの間掛算を実行した結果は、図8のようになる。図8において、振動成分がオフセットに重畳しているが、このオフセット成分が、(19)式、(20)式における第2項の直流分に相当するもので、求め

たい成分である。一方、振動成分は(19)式、(20)式における第1項の振動項であり、不要成分であるから除去する必要がある。そこで、図3の加算部50、52で、掛算結果の総和を求めることにより振動項を除去する。即ち、(19)式の総和をとると、

【0040】  
【数18】

$$\begin{aligned} \text{SumSin} &= \sum_{m=1}^N \text{RefSin}[m] \times \text{AD}[m] \\ &= \frac{a}{4} \left\{ \sum_{m=1}^N \sin \left( 12\pi \frac{m}{N} + 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) - N \sin \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

において、第1項の総和は $m=1 \sim N$ の間に振動項はちょうど6波入るので、キャンセルして0になり除去されるから、

【0041】  
【数19】

$$\text{SumSin} = -\frac{aN}{4} \sin \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \quad (22)$$

が得られる。(20)式についても同様にして総和をとれば、

【0042】  
【数20】

$$\text{SumCos} = \frac{aN}{4} \cos \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \quad (23)$$

となる。次いで、割算部54で(22)式と(23)式の比を求めれば、

【0043】  
【数21】

$$\frac{\text{SumSin}}{\text{SumCos}} = -\tan \left( 4\pi \frac{d}{\lambda} \right) \quad (24)$$

が得られ、この式から以下のようにして距離 $d$ の変化量 $\Delta d$ を求めることができる。いま便宜上、 $d = d_0 + \Delta d$ とおき、

【0044】  
【数22】

$$4\pi \frac{d_0}{\lambda} = 2n\pi \quad (25)$$

( $n$ は整数)

の関係にあるとすれば、(24)式は、  
【0045】

【数23】

$$\frac{\text{SumSin}}{\text{SumCos}} = -\tan\left(4\pi \frac{d_0 + \Delta d}{\lambda}\right) = -\tan\left(4\pi \frac{\Delta d}{\lambda}\right) \quad (26)$$

となるので、 $\tan^{-1}$ をとれば、  
【0046】

【数24】

$$4\pi \frac{\Delta d}{\lambda} = -\tan^{-1}\left(\frac{\text{SumSin}}{\text{SumCos}}\right) \quad (27)$$

であるから、  
【0047】

【数25】

$$\Delta d = -\frac{\lambda}{4\pi} \tan^{-1}\left(\frac{\text{SumSin}}{\text{SumCos}}\right) \quad (28)$$

である。相対距離変化量演算部56において、(28)式の演算を行うことによって変化量 $\Delta d$ を算出できる。但し、(27)式において $\tan^{-1}$ は、SumSinとSumCosの

正負の極性を考慮しても、  
【0048】  
【数26】

$$-\pi < 4\pi \frac{\Delta d}{\lambda} < \pi \quad (29)$$

の範囲であるから、  
【0049】

【数27】

$$-\frac{\lambda}{4} < \Delta d < \frac{\lambda}{4} \quad (30)$$

の範囲であれば、 $\Delta d$ を(28)式から直接求めることができる。

【0051】  
【数28】

【0050】この例では、 $\lambda = 3 \text{ cm}$ であるから、

の範囲の変化は(28)式により求めることができる。こうして、 $\pm \lambda/4$ の範囲で相対距離の変化を求めることができる。

Bとし、周波数掃引時間 $T$ の間に入るビート信号の波数 $w$ は、(9)式から  
【0053】  
【数29】

【0052】相対距離変化量演算部56において、路面5の凹凸が(31)式の範囲を越える場合には、図6におけるビート信号AD[m]の波数(単位時間内に入る波の数)が(30)式の境界値の $\lambda/4$ 毎に一定割合変化することを利用して $\Delta d$ の測定範囲を拡大することができる。例えば、周波数掃引時間 $T$ の間の周波数掃引幅を

$w = f \cdot T = B \cdot T$ であるが、その変化が $\Delta \tau$ のときの波数は、(32)  
【0054】  
【数30】

だけ変化する。本例では、 $2 \text{ ms}$ の間の周波数掃引幅 $B$ は $B = 1 \text{ GHz}$ である。この $2 \text{ ms}$ の間に入るビート信号の波数 $w$ の変化 $\Delta w$ は、いま路面5までの距離 $d$ が $\Delta d = \lambda/4$ だけ変化するものとする、 $\Delta \tau = \lambda/2c$

であるから、 $\lambda = 3 \text{ cm}$ 、 $B = 1 \text{ GHz}$ を(33)式に代入して、  
【0055】  
【数31】

$$\Delta w = 1 \times 10^9 \times \frac{0.03}{2 \times 3 \times 10^8} = 0.05 \quad (34)$$

となる。即ち、 $\Delta d = \lambda/4$ の変化で波数が0.05波変化することになる。よって波数変化量検出部58で、この波数の変化量を測定し、0.05波変化するたびに

波数が増加のとき+1を、また波数が減少のとき-1を加えてカウントし、その変化回数が $p$ 回だったとすれば、(28)式で求めた $\Delta d$ の値にその変化位相分を加

算し、

【0056】

$$\Delta d = -\frac{\lambda}{4\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{SumSin}}{\text{SumCos}} \right) \pm p \frac{\lambda}{4}$$

の式によって路面の凹凸の測定可能な変化幅を実用上必要な2～3cm程度まで拡大できる。波数変化量検出部58は、波数または周波数を測定するものであればよく、例えばFFT（高速フーリエ変換器）で構成することができる。

【0057】（35）式で求めた変化量 $\Delta d$ の連続的な記録が直ちに路面5の平坦性を示していることになる。また、平坦度を数値的に表現するために、 $\Delta d$ の記録の標準偏差や分散を求めることもできる。

【0058】図9は、本発明による装置を用いて路面の平坦度を測定した路面プロファイルの記録例である。マイクロ波の受信信号の処理が高速に行えるために、このプロフィール測定において1ポイントの測定に要する時間は、9msであった。また、位相差の変化量から距離の時間的または空間的变化量に換算するために、測定精度が高く、この測定において、 $\pm 0.15\text{mm}$ 以下の誤差を実現することができた。

【0059】図10及び図11は、本発明に係る相対距離測定装置のそれぞれ他の実施形態を表すブロック図であり、各図において、同一の部材は同一の符号を付している。

【0060】各図とも、送信アンテナ及び受信アンテナを単一の送受信アンテナ62としている点で図2の構成と異なっているが、このように送信手段と受信手段とを単一の物から構成することともできる。

【0061】図10では、送受信アンテナ62を用いるために、サーキュレータまたは方向性結合器64を用いている。

【0062】また、図11では、送受信アンテナ62を用いるために、サーキュレータまたは方向性結合器64、66、方向性結合器68、ダイオード70及びコンデンサCと抵抗Rからなる平滑回路で、図2の電力分配器24とミキサ26を構成することともできる。

【0063】尚、以上の実施形態では、マイクロ波を用いた場合について説明したが、これに限るものではなく、100MHz以上のVHF、UHF、またはミリ波帯等の電波を用いても同様に適用することができる。また、電波のみならず、可聴音波または超音波の音波を用いても同様に適用することができる。図12は、本発明による超音波を用いた本発明に係る相対距離測定装置の

【数32】

（35）

実施形態の詳細ブロック図に示す。図12の装置では、送信器14'、受信器16'、FM-CWモジュール18'、受信アンプ21'、D/A変換器28、A/D変換器30、コンピュータ20とを備えており、さらにFM-CWモジュール18'は、送信回路25'となる電圧制御発振器22'と、掛算器26'とで構成される。

【0064】図2の場合と同様に、コンピュータ20からデジタル信号である電圧信号が出力されると、この電圧信号がD/A変換器28でアナログ信号に変換され、この出力された制御電圧E0が電圧制御発振器22'に加えられる。電圧制御発振器22'では、この制御電圧E0に応じて周波数変調された送信信号e1であるFM-CW信号を発生する。この送信信号e1は送信器14'にて音波に変換されて路面5に向けて放射されると共に、掛算器26'に送られる。路面5で反射した音波は受信器16'で受信され、受信アンプ21'により増幅されて、受信信号e2として、掛算器26'に入力され、送信信号e1と受信信号e2とが掛け合わされる。FM-CWモジュール18'から出力される低周波成分であるビート信号E1は、A/D変換器30を通してコンピュータ20bに取り込まれ、マイクロ波の場合と同じ処理が行われる。

【0065】この音波の場合の具体例として、中心周波数 $f_0 = 11.4\text{kHz}$ 、音速 $v = 342\text{m/s}$ 、周波数掃引幅 $B = 1.71\text{kHz}$ とすれば、距離分解能 $= v / 2B = 342 / (2 \times 1.71 \times 10^3) = 0.1\text{m}$ でマイクロ波で例示した場合と同じとなり（マイクロ波の場合、距離分解能 $= c / 2B = (3 \times 10^8) / (2 \times 1.5 \times 10^9) = 0.1\text{m}$ ）、所定距離から0.1m以上離れた反射体からの影響を受けないようにすることができる。そして、所定距離dを $d = 45\text{cm}$ とすると、 $\tau_1 = 2d / v = 2.63\text{ms}$ 、回路内の固定遅延時間は $\tau$ に比べて小さいため無視できるので、 $\tau_0 = 0$ であり、波数 $w = B\tau = 1.71 \times 10^3 \times 2.63 \times 10^{-3} = 4.5$ となり、マイクロ波の場合に例示した波数4.5の場合と同じようにコンピュータ20内で処理することができる。ビート周波数 $f_b$ は、

【0066】

【数33】

$$f_b = \frac{B}{T} \left( \frac{2d}{v} + \tau_0 \right) = \frac{1.71 \times 10^3}{30 \times 10^{-3}} \left( \frac{2 \times 0.45}{342} \right) = 150(\text{Hz})$$

となり（但し $T = 30\text{ms}$ とした）、マイクロ波の場合よりも1桁下がるので、リファレンス波形の周波数を1

桁下げれば良い。また、帯域通過フィルタ（BPF）42の中心周波数も上記ビート周波数 $f_b$ に合わせて、1

50Hzにすれば良い。

【0067】このようにして、音波を用いた場合も、マイクロ波の場合と全く同じようにdの変化量 $\Delta d$ を測定することができる。尚、いまマイクロ波の場合のビート信号と同じ波数となるように便宜上、所定距離dを $d = 45\text{ cm}$ としたが、dの値は任意とすることができることは言うまでもない。

【0068】可聴音波、超音波の音波を用いる場合には、電波法の規制を受けず、安価に回路を構成することができるという利点がある。一方、マイクロ波等の電波を用いる場合には、温度や風雨等の環境の影響を受け難いという利点がある。測定環境等の条件に合わせて、適宜、音波または電波を用いるかを選択すると良い。また、実施形態では、路面の平坦度を測定する路面形状測定装置に適用した場合を説明したが、これに限るものではなく、所定距離から微小相対変化するものの、変化量を時間的または空間的に測定するものに使用することができる。

【0069】また、反射体からの反射波を受信する場合に限らず、送信アンテナ（または送信器）の送信手段と、受信アンテナ（または送信器と受信器）の受信手段とを対向させて、両手段間で電波または音波を伝搬させる場合でも同様に適用できる。

【0070】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1ないし請求項5記載の発明によれば、マイクロ波等の電波または音波を用いて測定を行うために、そのビーム幅が適度に広く、反射体の孔や微小な凹凸の分布に影響されことなく、平均的な距離を表す信号を安定に得ることができる。そのため、平均化処理を別途に行う必要がない。また、受信信号の処理が高速に行えるため、測定を高速化することができる。

【0071】さらに位相差の変化量から距離の時間的または空間的な変化量に換算するために、測定精度を高くすることができる。

【0072】また、ミキサを1個で構成することができるため、安価に製造することができる。即ち、例えば従来の広帯域に亘って周波数変調を行ったマイクロ波を用いて距離を求めようとする場合に、伝搬遅延時間によって生じた位相差を求めるために、直交信号( $\sin \omega t$ と $\cos \omega t$ )を用意し、受信信号をそれぞれ直交検波することにより、ベクトルとして検出し、このベクトルの位相を求めることが一般的に行われている。しかしながら、このような従来の構成であると、マイクロ波帯で直交信号を用意しなければならず、2つの広帯域ミキサが必要であるため、回路が複雑になり部品点数が多く、高価になるという問題がある。これに対して、本発明では掛算手段を1個とすることができ、その代わりに所定距離に応じた周波数を持つ直交レファレンス信号を用意することにより、従来のマイクロ波帯での直交検波処理と同様

の機能を持たせることができ、これにより極めて簡単な構成とすることができ、安価に製造することができる。

【0073】また、請求項3記載の発明によれば、ビート信号の波数または周波数の変化量を検出し、この波数または周波数変化量から所定角度 $\theta$ の整数倍n倍以上の位相の変化を求めることにより、 $2\pi$ を越える位相差の変化にも対応して、求めることができる。一方、ビート周波数の波数または周波数の変化のみから距離の変化を求めることも考えられるが、このような方式では高精度な測定はできない。本発明では、所定角度の整数倍(n倍)の大まかな変化をビート信号の波数または周波数の変化量から求めると共に、位相の変化から微小変化量を求めることにより、従来に比較して格段に向上した高精度な測定ができるようになる。

【0074】また、請求項4記載の発明では、所定距離に応じた周波数が固定化できるために、狭帯域のフィルタを使用することができる。これにより、所定距離から大きく離れた場所に存在する反射体の影響を受けないため、安定的な測定をすることができる。

【0075】また、請求項5記載の発明では、路面の平坦度を測定することができ、多孔性のアスファルト舗装道路においても、孔の影響を受けずに安定した測定ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る相対距離測定装置の実施形態を表す全体概略図である。

【図2】図1の測定部の詳細ブロック図である。

【図3】図2のコンピュータの作用を示す機能ブロック図である。

【図4】図2の電圧制御発振器から出力される制御電圧の波形図である。

【図5】図2のFM-CWモジュールから出力されるビート信号の波形図である。

【図6】図3の帯域通過フィルタを通過したビート信号の波形図である。

【図7】図3における2つのリファレンス波形の波形図である。

【図8】図3における掛算部の出力を示す波形図である。

【図9】本発明の相対距離測定装置を用いて路面の平坦度を測定した路面プロファイルの記録例である。

【図10】本発明に係る相対距離測定装置の他の実施形態を表す図2相当図である。

【図11】本発明に係る相対距離測定装置の他の実施形態を表す図2相当図である。

【図12】本発明に係る相対距離測定装置の他の実施形態を表す図2相当図である。

【図13】従来の接触式路面形状測定装置を示す全体概略図である。

【図14】従来の非接触式路面形状測定装置を示す全体

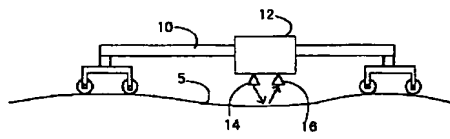
概略図である。

【符号の説明】

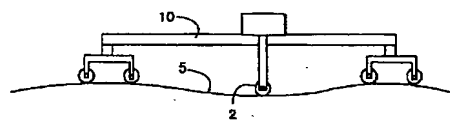
- 1 4 送信アンテナ (送信手段)
- 1 6 受信アンテナ (受信手段)
- 2 5 送信回路
- 2 6 ミキサ (掛算手段)
- 4 2 帯域通過フィルタ
- 4 8 リファレンス波形出力部

- 4 9 位相出力部
- 5 6 相対距離変化量演算部
- 5 8 波数変化量検出部
- 6 2 送受信アンテナ (送信手段、受信手段)
- 1 4' 送信器 (送信手段)
- 1 6' 受信器 (受信手段)
- 2 5' 送信回路
- 2 6' 掛算器 (掛算手段)

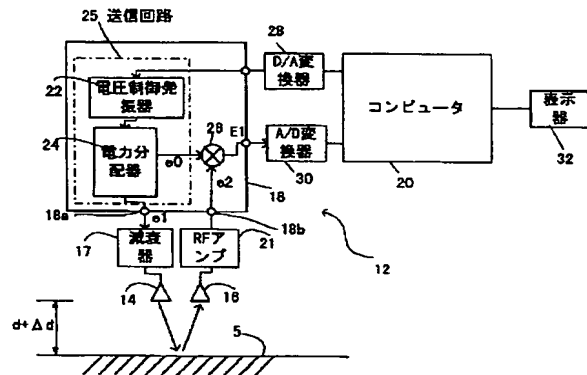
【図 1】



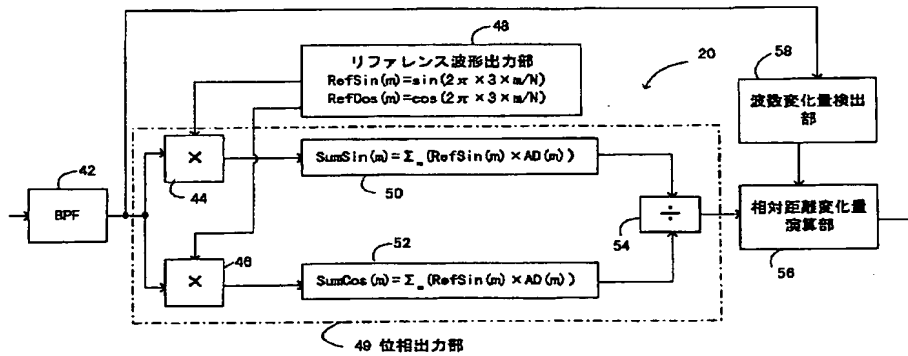
【図 1 3】



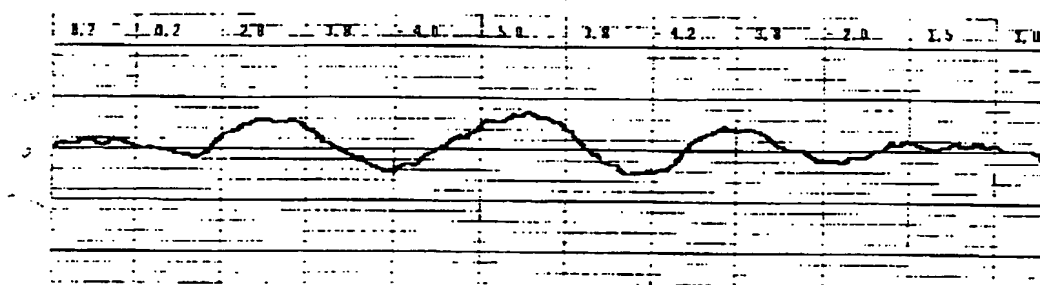
【図 2】



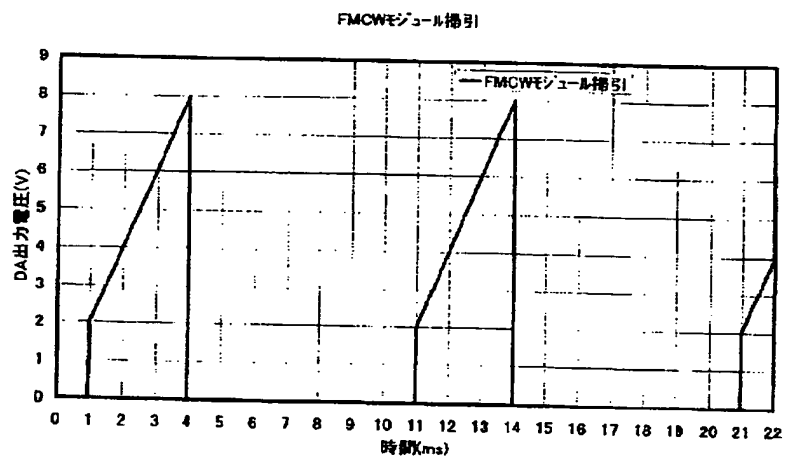
【図 3】



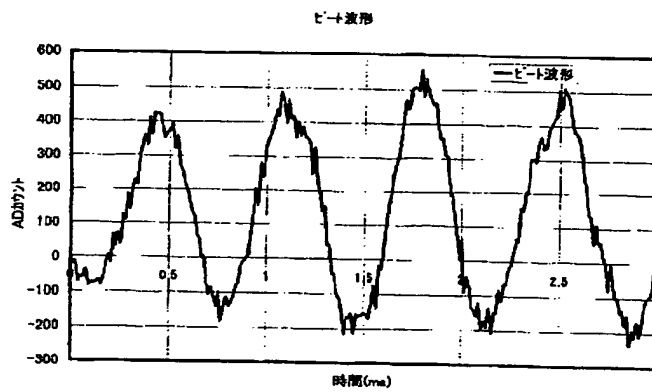
【図 9】



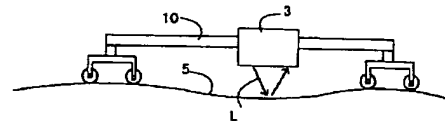
【図4】



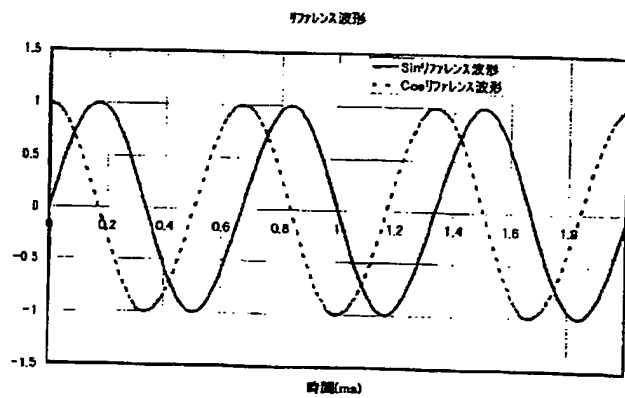
【図5】



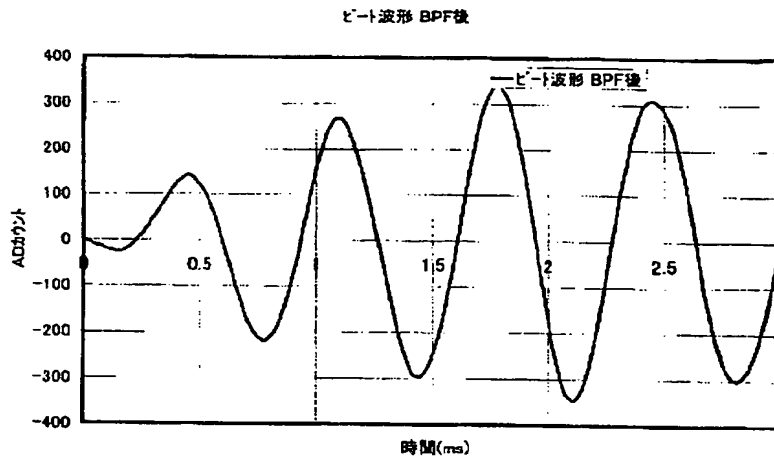
【図14】



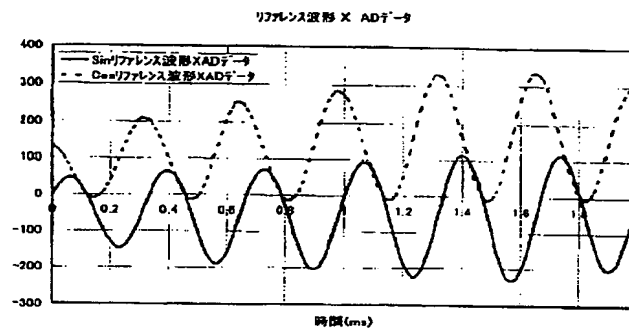
【図7】



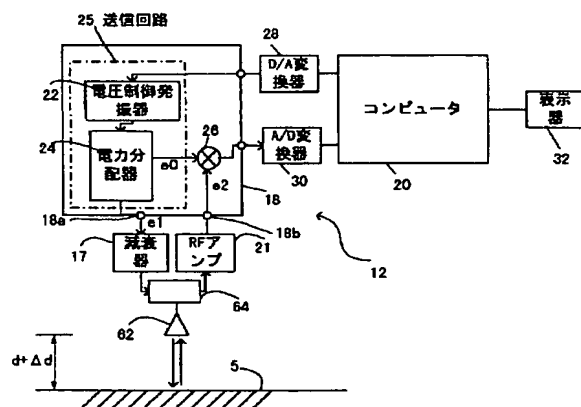
【図6】



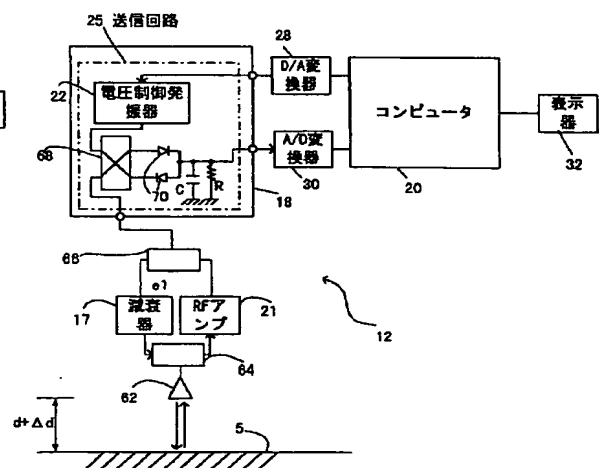
【図8】



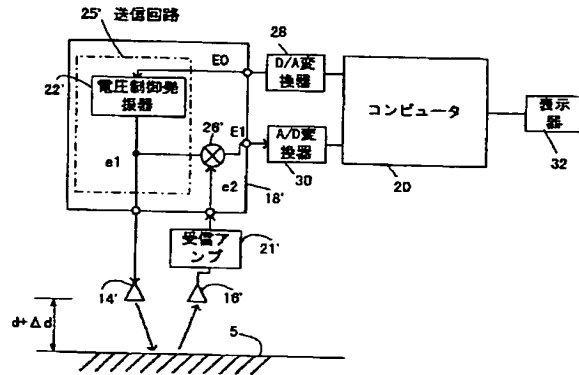
【図10】



【図11】



【図 1 2】



フロントページの続き

(72)発明者 岡村 道彦  
東京都大田区南蒲田 2 丁目 16 番 46 号 株式  
会社トキメック内  
(72)発明者 熊澤 正▲郷▼  
東京都大田区南蒲田 2 丁目 16 番 46 号 株式  
会社トキメック自動建機内

(72)発明者 竹内 巨幸  
東京都大田区南蒲田 2 丁目 16 番 46 号 株式  
会社トキメック内  
(72)発明者 有本 哲也  
東京都大田区南蒲田 2 丁目 16 番 46 号 株式  
会社トキメック内

F ターム(参考) 5J070 AB17 AB24 AC02 AD01 AD02  
AE07 AH31 AH40 AK22 BG01  
5J083 AA02 AB20 AC28 AD04 AE06  
AF04 BA03 CA01 CA02 EB04



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ ~~FADED TEXT OR DRAWING~~
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**